



Un filtre antirepliement simple, pratique et peu onéreux

Bernard Teston

► To cite this version:

Bernard Teston. Un filtre antirepliement simple, pratique et peu onéreux. Travaux Interdisciplinaires sur la Parole et le Langage, 1984, 9, pp.385-423. hal-00292403

HAL Id: hal-00292403

<https://hal.science/hal-00292403>

Submitted on 1 Jul 2008

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

TRAVAUX DE L'INSTITUT DE PHONETIQUE D'AIX

Vol. 9, 1983/84 - Pp. 385-423

UN FILTRE ANTIREPLIEMENT :
SIMPLE, PRATIQUE ET PEU ONEREUX

BERNARD TESTON
INSTITUT DE PHONETIQUE, L.A. 261

Un filtre antirepliement : simple, pratique et peu onéreux

Résumé

Après quelques rappels sur l'échantillonnage du signal pour sa conversion analogique-numérique et sa reconstitution au moyen de la conversion numérique-analogique, nous montrons la nécessité du filtrage antirepliement dans le premier cas et de lissage dans le second.

Les caractéristiques du filtre à commutation de capacité R-5609 de RETICON sont contrôlées et testées dans la perspective de cette utilisation. Il s'avère que ce composant peut être utilisé comme filtre antirepliement de façon satisfaisante jusqu'à une résolution de 12 bits. On peut faire varier facilement la fréquence de coupure en tenant compte de certaines précautions d'utilisation. Enfin, son rapport performance/coût est particulièrement intéressant.

An anti-aliasing filter : a simple, handy, and cost-effective device

Abstract

After a brief review about signal sampling for A/N conversion and its reconstruction for N/A conversion, we show that an anti-aliasing filtering is needed in the first case and a smoothing filtering in the second.

The characteristics of a switched-capacitors filter RETICON R-5609 are controlled and tested for this purpose. It is demonstrated that this component can be satisfactorily used up to a 12-bit resolution. The cut-off frequency can be easily varied with previous case. At least, its efficiency/cost ratio is particularly attractive.

UN FILTRE ANTIREPLIEMENT : SIMPLE, PRATIQUE ET PEU ONEREUX

Bernard TESTON

1) Introduction

1-1. - Echantillonnage et reconstitution des signaux analogiques :

Si l'on échantillonne dans le temps un signal $x(t)$, c'est-à-dire si on le multiplie par une suite d'impulsions infiniment brèves se répétant régulièrement à la fréquence d'échantillonnage F_e , on obtient une nouvelle fonction de $x(t)$ dite échantillonnée; $\hat{x}(t)$ (Figure 1). Le spectre de $\hat{x}(t)$ est celui de $x(t)$ qui se reproduit sur l'axe des fréquences avec une période

$$T_e = \frac{1}{F_e}$$

autour de chaque composante fréquentielle du signal de découpage (les impulsions infiniment brèves ont théoriquement une infinité de composantes d'égale amplitude) (Figure 2). Pour que les spectres périodisés du signal échantillonné ne se recoupent pas, il est nécessaire et suffisant que la fréquence d'échantillonnage F_e soit égale ou supérieure à 2 fois la fréquence maximale F_m du signal $x(t)$. Si cette condition n'est pas remplie ($F_e < 2F_m$) les

spectres se recoupent et il y a déformation du contenu spectral c'est-à-dire distorsion du signal $\hat{x}(t)$ par rapport à $x(t)$. Ce phénomène est appelé repliement du spectre (aliasing ou foldover distorsion) (Figure 3 a). Pour éviter cette distorsion on peut augmenter la fréquence d'échantillonnage F_e ou tronquer le spectre du signal $x(t)$ (Figure 3) au moyen d'un filtre passe bas qui est baptisé filtre antirepliement.

La durée des impulsions d'échantillonnage étant dans la réalité de durée finie Θ , leurs harmoniques chutent proportionnellement à leur rang. Ceci a l'effet d'un filtrage passe bas sur le spectre périodisé $\hat{x}(t)$, d'autant plus marqué que Θ est importante (Figure 4).

L'échantillonnage est réalisé pour la conversion des signaux analogiques en suite de grandeurs numériques (conversion analogique-numérique). Inversement, il est possible de reconstituer un signal analogique à partir d'une suite de grandeurs numériques (conversion numérique-analogique). La reconstitution d'un signal à partir de ses échantillons est effectuée par l'intermédiaire de l'interpolation de SHANNON. On peut la réaliser d'une manière linéaire ou en escalier, suivie d'un filtrage passe-bas. Le filtre est dans ce cas dit de reconstitution. Généralement on le baptise également filtre antirepliement. Son action consiste à supprimer du spectre de $\hat{x}(t)$ toutes les composantes supérieures à F_m et donc, de reconstituer le signal $x(t)$ (Figure 5).

Le choix de la fréquence d'échantillonnage dépend de l'erreur que l'on tolère d'une part sur le signal échantillonné par rapport au signal initial, et d'autre part sur le signal reconstitué par rapport au signal échantillonné. L'erreur considérée est une erreur déterministe sur la description énergétique du signal en fonction du temps donc une distorsion que l'on peut évaluer en pourcentage ϵ .

Si l'on considère la fréquence maximale F_m des composantes du signal, et la valeur de son énergie par rapport à l'énergie globale du signal : a en pourcentage, la fréquence d'échantillonnage est donnée par la relation

$$Fe > Va.Fm \frac{2,2}{\sqrt{\varepsilon}}$$

(ε et a sont des pourcentages d'énergie donc en puissance. C'est pour cela qu'ils apparaissent sous forme de racine).

Avec $\varepsilon = 1$ % de distorsion et $a = -40$ dB (c'est-à-dire 1/100 de l'énergie globale du signal

$$Fe > 2,2.Fm \frac{0,1}{0,1}$$

$Fe > 2,2 Fm$, ce qui donne un résultat proche de la fréquence de SHANNON (MAX 1977).

Si dans les mêmes conditions on choisit $Fe = 2 Fm$, $\varepsilon = 1,21$ % de distorsion.

Si l'on utilise un filtre passe-bas de 40 dB de chute par octave à partir de sa fréquence de coupure $F_c = F_m/2$,
 $Fe = 2 Fm = 2 F_c$.

Il ne faut pas confondre F_m et F_c , car si $F_m = F_c$, $a = 0$ dB donc 100 %. Il est donc nécessaire pour $\varepsilon = 1,21$ % de doubler Fe .

Pour minimiser la distorsion, on peut tronquer le spectre au moyen d'un filtre passe-bas pour amener F_m au niveau le plus bas possible ou augmenter la fréquence d'échantillonnage Fe . On peut également utiliser les deux méthodes à la fois en un subtil rapport. Pour ne pas avoir des valeurs trop hautes de Fe , les filtres antirepliement doivent avoir la chute par octave la plus forte possible, pour rapprocher au maximum la valeur de F_m de celle de F_c .

Par exemple : soit un filtre avec $F_c = 50$ Hz et 100 dB de chute par octave.

Si l'on fixe F_m à - 60 dB c'est-à-dire avec $a = 0,1$ %, sa valeur est de 75 Hz. F_m définit Fe à 150 Hz ($Fe = 2 F_m$). Fe est dans ce cas égal à 3 F_c . La distorsion ε est alors égale à 0,12 %.

Si l'on déplace Fe à la valeur de 120 Hz, F_m est rapportée à 60 Hz. Pour cette valeur, le filtre donne une atténuation de 27 dB (Figure 6). $a = 6,5$ % $\rightarrow \varepsilon = 8$ %.

On voit ainsi tout l'intérêt d'utiliser un filtre passe-bas à forte chute par octave.

1-2. - Les filtres antirepliement

Des filtres de ce genre sont toujours délicats à réaliser car il est nécessaire d'utiliser soit un ordre élevé (avec comme conséquence un grand nombre de composants actifs et passifs) dont les cellules de faible gain peuvent se contenter d'éléments de précision standard (1 %), soit d'un ordre plus faible mais dont les cellules unitaires qui ont des coefficients de surtension plus élevés nécessitent des éléments passifs plus stables et plus précis.

Bien que les approximations du gabarit des filtres soient nombreuses (DANIELS 1974), leur réalisation n'est jamais simple pour une fréquence de coupure unique, et elle peut se heurter à de nombreuses difficultés si l'on désire une fréquence de coupure variable. Ceci explique le prix élevé de ce type de filtre.

Actuellement, les filtres antirepliement sont réalisés pour la plus grande part au moyen de filtres actifs elliptiques (de CAUER) qui représentent le meilleur rapport entre le nombre de composants et la chute par octave même si ce type de filtre nécessite des éléments passifs RC très précis. Pour minimiser le bruit, ces filtres peuvent être réalisés au moyen de capacités et d'inductances, mais la qualité nécessaire de ces dernières en fait des éléments très onéreux.

L'apparition sur le marché des composants actifs, d'un filtre elliptique passe-bas à commutation de capacités de la firme RETICON (R 5609) a attiré notre attention depuis quelques années, pour sa facilité de mise en œuvre et ses caractéristiques séduisantes a priori. Cependant, de nombreux bruits peu favorables courent sur ce type de composant. On leur reproche en particulier un gros pourcentage de déchet hors spécification, un fonctionnement souvent défectueux, une fragilité générale et une tendance marquée au

claquage, enfin une faible combativité du constructeur qui propose depuis plus de six ans les mêmes "Preliminary data" digne d'un produit en perpétuelle mise au point.

Poussé par les spécifications prometteuses de ce circuit, nous l'avons testé en réalisant un montage susceptible de mettre en valeur ses qualités, de minimiser ses défauts et de juger si les premières sont susceptibles de compenser les seconds.

2) Les filtres à capacités commutées

2-1. - Généralités

Ces filtres sont réalisés à partir de techniques qui utilisent des circuits linéaires variables dans le temps. Pratiquement, les seuls éléments variables sont des interrupteurs. Les premiers exemples de ces dispositifs remontent à quelques dizaines d'années avec les filtres résonnants à commutation (FRANKS et SANDBERG 1960, HUELSMAN et ALLEN 1980). Les filtres à capacités commutées n'utilisent que des capacités, des interrupteurs et des amplificateurs opérationnels. Il est possible de simuler des résistances au moyen de commutateurs rapides qui transfèrent des charges contenues dans des capacités. La valeur des résistances est donnée par la relation suivante :

$$R = 1/F \times C$$

avec le schéma de la figure 7, F étant la fréquence de commutation des inverseurs. Pour plus de détails sur ces dispositifs nous reportons le lecteur aux articles de DAVIS (1979) et HOSTICKA (1981). Il est donc possible avec cette technique de construire tous les filtres RC dont on connaît l'approximation. La technologie MOS, qui permet de réaliser facilement des capacités des commutateurs et des amplificateurs opérationnels, est bien adaptée à la fabrication de filtres à capacités commutées. C'est ainsi que sont réalisés les dispositifs suivants : MOTOROLA MC 14414-2 (passe-bas elliptique), NATIONAL SEMICONDUCTOR MF 10 (universel,

P.-H., P.-B. etc.), RETICON R 5609 (passe-bas elliptique), R 5613 (passe-bas de Bessel), R 5611 (passe-haut de Chebycheff), R 5612 (rejecteur), R 5604 (passe-bande 1/3 d'octave).

La fréquence d'horloge permet de faire varier les valeurs des résistances dans les filtres RC donc la fréquence de coupure pour les filtres passe-haut et passe-bas et la fréquence centrale pour les filtres passe-bandes et réjecteurs. La fréquence de commutation des charges est identique à un échantillonnage et impose les considérations suivantes.

- Il est nécessaire de prendre garde à ce que le signal à filtrer n'ait pas de composantes fréquentielles pouvant provoquer avec l'horloge de commutation un repliement spectral (ce qui peut être un comble pour un filtre antirepliement). Si le signal est susceptible d'en avoir, il est nécessaire d'effectuer un pré-filtrage passe-bas.

- Comme pour tout signal échantillonné la fréquence de l'horloge de commutation périodise le spectre; de plus, en l'absence de signal, elle augmente le bruit de fond. On élimine tout cela au moyen d'un post-filtrage passe-bas.

Pour diminuer au maximum les inconvénients de l'échantillonnage, la fréquence d'horloge est placée le plus loin possible de la fréquence de coupure.

2-2. - Le circuit R 5609 de RETICON

Ce circuit est un filtre passe-bas elliptique à 7 pôles et 6 zéro. Il est réalisé en technologie MOS canal N comme tous les produits RETICON. Ses caractéristiques sont les suivantes :

		MIN.		MAX.	UNITES
Alimentation positive VDD		+4		+11	Volts
Alimentation négative VSS		-4		-11	"
Tension d'horloge Vh	TTL-CMOS	+3	VDD		"
Durée signal horloge Th		100	TH-100		ns
Fréquence de coupure Fc		10^{-3}	25		K Hertz
Fréquence d'horloge Fh		10^{-4}	2,5		M Hertz
Rapport Fh/Fc		97	103		
Perte d'insertion		-0,4	+0,4		dB
Impédance d'entrée Re			1		M Ohm
Capacité d'entrée Ce			15		pF
Niveau d'entrée Ve				12	Volts
					crête à
					crête
Courant de sortie Is			4		mA
Impédance de sortie Rs			250		Ohm
Résidu de Fh			100		mV crête
					à crête
Bruit				2,5	mV eff.
Dynamique				75	dB
Distorsion harmonique				0,3 %	
Chute par octave			100		dB/oct.
Rebondissement dans la					
bande coupée			-80		dB
Ondulation dans la bande					
passante				0,2	dB

Il est à noter que si la fréquence d'horloge est de 100 Fc typique, la fréquence de commutation est de 1/2 Fh. La fréquence de l'échantillonnage est donc effectivement de 50 Fc. La grande dynamique de variation de la fréquence de coupure (1 Hz à 25 KHz) qui couvre tous nos besoins apparaît comme un avantage primordial

associée à sa grande facilité de mise en œuvre (une simple horloge TTL par exemple). La dynamique de 75 dB ainsi que la faible distorsion nous paraissent très satisfaisants pour une utilisation avec des convertisseurs de 12 bits de résolution.

2-3. - Schéma d'utilisation du R 5609

Pour tester le filtre R 5609, nous avons réalisé le circuit de la figure 8.

Nous obtenons les tensions d'alimentation de ± 10 volts à partir des tensions classiques des circuits analogiques ± 15 volts au moyen des régulateurs LM 320-5 et LM 340-5. Les découplages sont réalisés énergiquement par des capacités au tantale de 10 microfarads (F_c minimum 1 Hz pour le filtre). Le circuit R 5609 est de par sa technologie (MOS) sensible à d'éventuels dépassements du signal d'entrée au-delà de la valeur de ses alimentations, qui peuvent entraîner sa destruction. Nous protégeons son entrée au moyen des diodes 1N914 polarisées à ± 6 volts par des ponts résistifs. Le niveau d'entrée d'un filtre antirepliement se situe à la valeur maximale de la tension d'entrée d'un convertisseur A-N ou de sortie d'un convertisseur N-A. Cette valeur est généralement de ± 10 volts crête. Un pont diviseur de 10 KOhm d'impédance permet d'atténuer le signal d'entrée à la valeur maximale de ± 6 volts crête. Il est suivi par un amplificateur opérationnel 071ACP qui sert d'étage d'isolement sur l'entrée du filtre. Un AO identique permet de restituer en sortie les niveaux à ± 10 volts crête. Le filtre de lissage est réalisé au moyen d'un filtre passe-bas de BUTTERWORTH de 12 dB par octave de chute à partir de 20 KHz, valeur maximale de la fréquence de coupure que nous nous sommes fixée. Le réglage de la tension de décalage du circuit R 5609 (offset) est réalisé suivant la procédure préconisée par le constructeur. Les trois AO "auxiliaires" 071ACP sont choisis pour leur faible distorsion et leur faible bruit.

L'entrée de l'horloge (F_h) est isolée au moyen d'un interface

TTL (7414) qui la protège contre une trop forte tension. La fréquence d'horloge est un signal carré ($\tau/T : 1/2$).

Le schéma est réalisé sur un circuit imprimé en verre époxy suivant les règles de l'implantation des circuits analogiques "difficiles". Le circuit est placé dans un coffret en acier zingué qui fait office de blindage. Les mesures sont effectuées selon la procédure de la figure 9.

3) Résultats des mesures

3-1. - Réponse en fréquence

Les courbes de réponse du filtre sont réalisées au moyen d'un enregistreur de niveau 2305 et un générateur de niveau 1024 de BRÜEL & KJÆR. Elles sont conformes aux spécifications de RETICON. On ne constate aucune ondulation dans la bande transmise. La chute par octave est de 100 dB (Figures 10 et 11). Le premier rebond de la bande coupée se situe à - 72 dB, les autres sont noyés dans le bruit et difficilement visibles. La mesure au moyen d'un voltmètre numérique FLUKE (8050) ne montre pas d'ondulations dans la bande transmise supérieures à 0,12 dB (signal de sortie ± 5 volts crête). Au plan du gabarit fréquence/amplitude, le circuit R 5609 suit donc très bien les spécifications.

3-2. - Fréquence de coupure

La fréquence de coupure F_c est donnée pour $F_h/100 + 3 \%$. Elle est mesurée avec $V_e = \pm 5$ volts crête lorsque $V_s - V_e = 0,25$ volt, soit - 0,17 dB (au-delà de l'ondulation dans la bande transmise). Nous disposons de 10 circuits R 5609. Pour une fréquence de coupure de 10 KHz nous avons noté les fréquences d'horloge (F_h) suivantes : 1.067, 1.088, 1.045, 1.091, 1.083, 1.070, 1.062, 1.065, 1.059, 1.068 KHz. Ces mesures font apparaître les points suivants :

- La moyenne de F_h/F_c se situe à la valeur de 106, certains écarts étant proches de 10 %.

- Le rapport F_h/F_c est toujours supérieur à 100.

Sur notre échantillon de 10 pièces, les spécifications ne sont donc pas tenues. Renseignements pris auprès du représentant du constructeur, cette dispersion est normale pour ce type de produit. Pour remédier à cela on peut soit trier les circuits, soit s'en accommoder. Dans une utilisation comme filtre antirepliement la précision de la fréquence de coupure ne nous semble pas très critique d'une manière générale, et l'on peut accepter une imprécision de quelques % compte tenu de la très forte pente d'atténuation du filtre. Si l'on utilise une horloge variable, on peut ajuster sa valeur pour avoir F_c précisément après la mesure du rapport F_h/F_c .

3-3. - Bruit

Le signal d'entrée S_e est fixé à la valeur de + 10 volts crête soit 3,6 volts efficaces, juste en dessous de la limite d'écrêtage des diodes de protection. La fréquence de coupure F_c est calée à la valeur de 5 KHz. Le signal à l'entrée et à la sortie du filtre est mesuré au moyen du voltmètre FLUKE 8050A directement en rapport en dB.

Les résultats de la mesure ainsi effectuée sont donnés dans le tableau suivant :

Fréquence	5 KHz	7 KHz	10 KHz	20 KHz
Niveau d'entrée	0	-67,5	-66	-65,5
+ 10 V crête	0	-55	-55	-55
+ 1 V crête				
+ 100 mV crête	0	-39	-39	-39

Ces résultats sont une moyenne effectuée sur les dix échantillons en notre possession, la variabilité étant très faible. Ils concordent avec la courbe de réponse de la fréquence 11.

On en déduit que, dans nos conditions de mesure, le niveau de bruit du R 5609 est supérieur à celui des spécifications. Ces valeurs qui peuvent paraître fortes dans la bande atténuée d'un filtre antirepliement s'explique par le fait que les filtres à capacités commutées sont bruyants. Il existe deux sources de bruits dans ces dispositifs : d'une part du bruit thermique dans le canal des commutateurs MOS et d'autre part du bruit blanc en $1/F$ dans les amplificateurs opérationnels. Différentes techniques sont utilisées pour réduire le bruit car il peut provoquer un repliement dans la bande de fréquence transmise sous l'effet de l'échantillonnage. Cependant, ce niveau de bruit ne doit pas être considéré comme mauvais. En effet, compte tenu de la dynamique des convertisseurs et de la distorsion que l'on peut tolérer, le circuit R 5609 est compatible quant à son bruit avec les convertisseurs de 12 bits de résolution (66 dB de dynamique pour un signal d'entrée de ± 10 volts crête).

3-4. - Mesure de la distorsion harmonique

Elle est effectuée au moyen de l'analyseur 2107 et du générateur 1024 de BRÜEL & KJÆR. La distorsion de ce dernier est de 0,1 %. Les résultats, qui représentent la moyenne sur 10 échantillons du circuit R 5609, sont donnés dans le tableau suivant : les fréquences sont en Hz, les niveaux d'entrée en volts crête à crête et les niveaux de distorsion en pourcentage.

Fréquence (Hz)	75	200	500	1000	2000	5000	7000
Niveau du signal	13	4,5	4,5	4,5	4,5	4,5	4,5
	8	0,11	0,12	0,15	0,14	0,32	0,20
	2	0,55	0,60	0,65	0,7	0,80	0,24
	0,25	0,80	0,90	0,88	0,90	0,92	0,66

A 13 volts crête à crête, la saturation du signal par les diodes de protection provoque une distorsion importante caractéristique de l'écrêtage. L'allure générale de la distorsion en représentation fréquence - fonction du taux de distorsion est similaire à celle présentée par le constructeur. Bien que les valeurs que nous avons relevées soient légèrement plus élevées, la courbe en cloche est bien reproduite (Figure 12). Avec un niveau d'entrée de 250 millivolts crête à crête, la distorsion est plus importante, à cause du bruit du filtre à ces faibles niveaux.

3-5. - Réponse temporelle

Outre l'atténuation que fait subir un filtre à certaines fréquences selon les effets recherchés, il impose également aux composantes du signal un déphasage. Ce déphasage qui peut être constant ou variable en fonction de la fréquence est appelé temps de propagation de groupe (τ). Si τ est constant dans la bande passante du filtre, il n'y a pas de phénomène autre qu'un retard général de toutes les composantes. Si, par contre, le déphasage est inégal il peut entraîner des distorsions du signal qui peuvent être gênantes (Figure 13). τ est d'autant moins homogène en fonc-

tion de la fréquence que la chute par octave du filtre est importante, sa valeur maximale se situant aux approches de la fréquence de coupure. Ceci veut dire qu'un filtre antirepliement, qui a nécessairement une chute par octave importante, est entâché d'un temps de propagation de groupe très variable dans la bande passante. La figure 14 montre ce dernier pour un filtre elliptique à 7 pôles (d'après HANSELL 1969). On constate qu'à la fréquence de coupure, le rapport τ/t_c (t_c = période de la fréquence de coupure) est de 37, ce qui donne un retard de 3,7 millisecondes. Concrètement, ce retard homogène ou non peut être visualisé par le temps d'établissement du régime permanent dans le filtre (Figure 15) ou par sa réponse impulsionnelle (Figure 16). Sur ce plan, le filtre RETICON R 5609 n'a pas un comportement temporel meilleur ou pire que d'autres filtres à chute par octave similaire. On doit donc s'accommoder de cet inconvénient ou plutôt en tenir compte dans nos applications, mais surtout ne pas le méconnaître. Il est cependant possible de linéariser le temps de propagation de groupe d'un tel filtre en lui adjoignant un filtre passe-tout particulier qui agit comme correcteur de phase (WILLIAMS 1981). Cette technique nécessite des circuits supplémentaires qui compliquent beaucoup la simplicité séduisante du R 5609 et augmentent le bruit de l'ensemble. De plus ces correcteurs de phase ne donnent de bons résultats que pour des fréquences de coupures fixes.

4) Réalisation d'un filtre antirepliement au moyen du circuit RETICON R 5609

Les caractéristiques du circuit R 5609 sont intéressantes malgré quelques restrictions pour réaliser un filtre antirepliement à fréquence de coupure variable. Le filtre est identique à celui de la figure 8. Nous l'avons complété par des circuits annexes qui améliorent ses caractéristiques et facilitent son utilisation.

4-1. - Circuits d'horloge

La fréquence de coupure F_c d'un filtre antirepliement définit la fréquence de l'horloge d'échantillonnage F_e et réciproquement. Il est donc nécessaire pour faire varier F_c de disposer d'une horloge variable qui génère également la fréquence d'échantillonnage F_e . Nous avons choisi $F_e = 2$ et $2,5 F_c$. Le schéma de l'horloge est donné à la figure 17. Un oscillateur à quartz (74LS00) génère une fréquence d'horloge de 8 MHz. Après division par 5 (74LS90) et 4 (74LS93), on a le choix entre les fréquences de 1,6 et 2 MHz à partir desquelles on peut obtenir au moyen de divisions paires les fréquences de coupure F_c du filtre R 5609 suivantes :

20 - 10 - 5 KHz

16 - 8 - 4 KHz

(Les fréquences de coupure sont en réalité un peu inférieures car F_c est toujours inférieure à $F_h/100$).

Il est également possible au moyen de ce schéma de réaliser différentes combinaisons pour varier les fréquences de coupure à partir du même oscillateur. Un commutateur permet de choisir entre 3 fréquences de coupure fixe et une variable en utilisant un générateur d'horloge extérieur. Parallèlement au filtre, on trouve un diviseur par 50 (74LS90) et un diviseur par 40 (74LS93) qui permettent de générer les fréquences d'échantillonnage à 2 et $2,5 F_c$.

L'utilisation de l'horloge à quartz du filtre pour cadencer l'échantillonnage est à notre avis obligatoire pour tirer au mieux partie du filtre R 5609 dont l'avantage principal est d'avoir une fréquence de coupure variable facilement. Ceci est possible en utilisant les entrées de cadencement externes dont tous les convertisseurs sont équipés.

4-2. - Circuits auxiliaires

Nous avons vu précédemment que le circuit R 5609 a un réglage

de la tension de décalage (offset) simple et efficace. Cependant, cette tension varie avec la fréquence d'horloge F_h .

Fréquence de	:	:	:	:	:	:	:
coupure en KHz	:	20	:	15	:	10	:
	:		:		:		:
Tension de déca-	:	:	:	:	:	:	:
lage en mV, zéro	:	0	:	+20	:	+109	:
réglé à 20 KHz	:	:	:	:	:	:	:
	:	:	:	:	:	:	:
Tension de déca-	:	:	:	:	:	:	:
lage en mV, zéro	:	-168	:	-122	:	-36	:
réglé à 3,75 KHz	:	:	:	:	:	:	:
	:	:	:	:	:	:	:

Ceci est un phénomène qui n'est pas propre au circuit R 5609 mais à tous les systèmes échantillonnés. On peut donc s'accommoder de cette tension de décalage ou la supprimer au moyen d'une liaison capacitive entre le filtre et l'amplificateur qui restitue les niveaux (TL 071A). Un filtrage passe-haut peut être plus efficace si l'on veut supprimer les fréquences T.B.F. susceptibles de perturber de nombreuses analyses du signal qui ne nécessitent pas la connaissance de la composante continue. Un filtre de BUTTERWORTH de 12 dB de chute par octave à partir de 80 Hz peut convenir pour cet usage (Figure 18).

Comme nous l'avons mentionné dans le premier paragraphe, l'échantillonnage du signal nécessite des précautions particulières. Les filtres à commutation étant assimilables à un circuit d'échantillonnage, l'utilisation du filtre R 5609 ne doit pas échapper à ces précautions.

Ainsi, avec un filtre passe-bas de 12 dB de chute par octave à partir de 20 KHz on ne peut guère descendre au-dessous d'une fréquence de coupure du filtre R 5609 de 5 KHz car à cette valeur la réjection de la fréquence image à $50 F_c$ est de 42 dB. Si l'on

veut faire varier F_c en-dessous de cette valeur sans que la fréquence image à $50 F_c$ n'entraîne une distorsion gênante, on peut soit augmenter la chute à 24 dB soit diminuer sa fréquence de coupure. La figure 19 montre bien l'existence de ces fréquences images à 50, 100 et 150 F_c ($F_c = 100$ Hz, $F_i : 5, 10$ et 15 KHz) (Nous employons le terme de fréquence image car la courbe de réponse est réalisée au moyen du balayage de la fréquence d'un signal sinusoïdal).

De plus, il est nécessaire également de prendre garde à ne pas filtrer un signal ayant des composantes significatives à $F_h/2$ sous peine de repliement. Ceci peut arriver si l'on utilise le filtre à de très basses valeurs de F_c . Sur du signal de parole, F_{max} peut être considéré à 12 KHz donc F_h à 25 KHz. Ce qui donne pour $F_{cmin} : F_h/50 = 500$ Hz. Si l'on veut descendre en dessous de cette valeur il est prudent de prévoir un pré-filtrage passe-bas pour éviter du repliement sur le signal.

5) Conclusion

Malgré les inconvénients caractéristiques des composants de cette famille, le circuit R 5609 de RETICON nous paraît être un filtre antirepliement satisfaisant. En effet, nous n'avons pas remarqué à ce jour une fragilité particulière dans son utilisation ni d'importantes dispersions de ses caractéristiques. Il est surtout nécessaire à notre avis de bien savoir ce que l'on peut faire avec ce circuit et ne pas en attendre plus.

Certes, si l'on veut l'utiliser au maximum de ses possibilités, le nombre de circuits auxiliaires tels que pré- et post-filtrage peut rebuter plus d'un utilisateur potentiel. Cependant, il nous semble bien adapté à nos besoins pour traiter des signaux de parole ou dans la bande passante auditive, également pour traiter des signaux électrophysiologiques, où l'on peut aisément faire varier plusieurs filtres à la même fréquence de coupure au moyen d'une horloge unique (en électromyographie multicanaux par exem-

ple). C'est dans ces domaines d'application que nous utilisons ce filtre.

Nous le conseillons dans toutes les applications où il est nécessaire d'avoir plusieurs fréquences de coupure. Son niveau de bruit est compatible avec une résolution de 12 bits et avec la dynamique des meilleurs enregistreurs magnétiques analogiques. Son rapport qualité prix est également bon car le filtre décrit au chapitre III a un prix de revient inférieur à 500 F. Aucun filtre variable de 100 dB de chute par octave et 65 dB de dynamique n'est abordable pour un prix dix fois plus élevé.

BIBLIOGRAPHIE

- DANIELS, R. W. (1974), **Approximation Methods for Electronic Filter Design**, Mc Graw - Hill, New York, 388.
- DAVIES, A. M. (1979), "Switched-capacitors techniques implement effective IC filters", **E.D.N.**, Nov. 5, 103-108.
- FRANKS, L. E. & SANDBERG, I. W. (1960), "An alternative approach to the realisation of network transfer functions : the N-Path Filter.", **B.S.T.J.**, Sept. 1960, 1321-1350.
- HANSELL, G. E. (1969), **Filter Design and Evaluation**, Van Nostrand, New York, 203.
- HOSTICKA, B. J. (1981), "Introduction to switched-capacitors filters", **Techniques modernes de filtrage**, Journées d'Electronique 1981, Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, 69-84.

HUELSMAN, L. P. & ALLEN, P. E. (1980), **Introduction to the Theory and Design of Active Filters**, Mc Graw - Hill, New York, Analog Sampled - Data Filters, 360-378.

MAX, J. (1977), **Méthodes et techniques de traitement du signal et applications aux mesures physiques**, Masson, Paris, chapitre 7, Echantillonnage, 63-76.

WILLIAM, A. B. (1981), **Electronic Filter Design Handbook**, Mc Graw - Hill, New York, Chapter 7, 7/1-7/44.

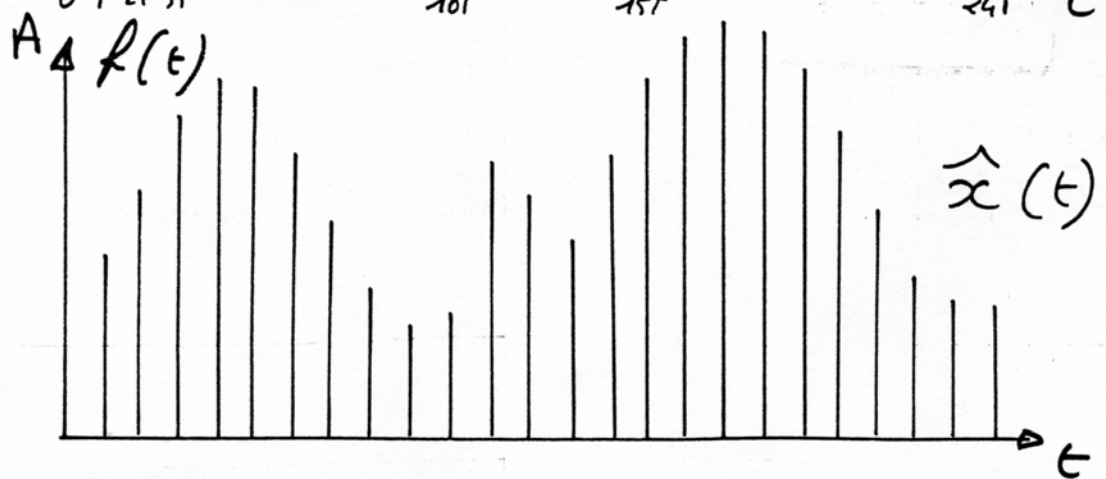
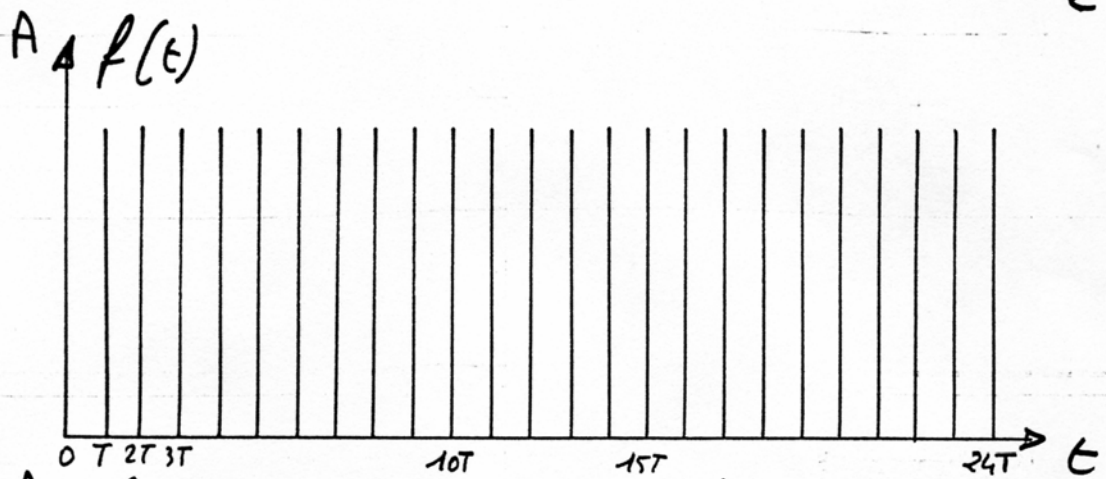
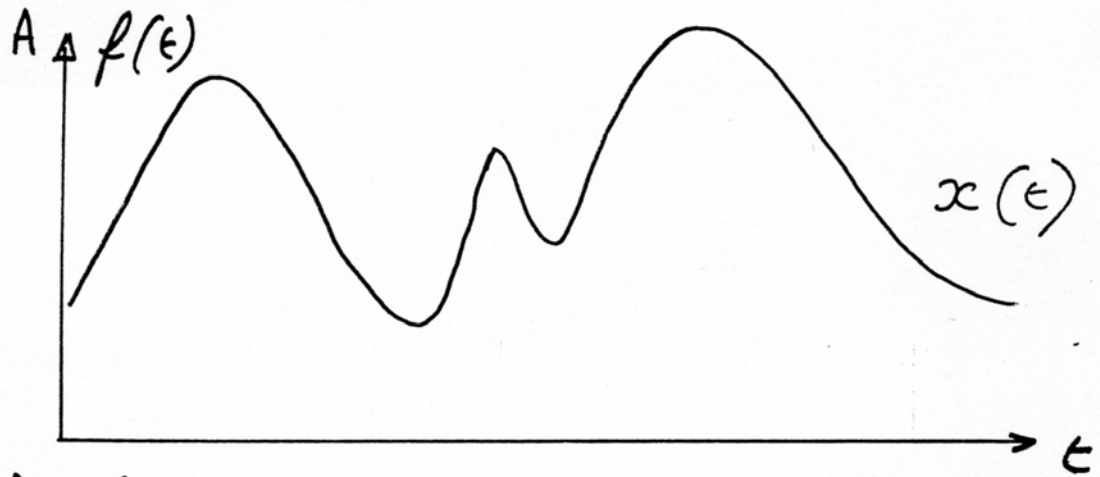


Figure 1

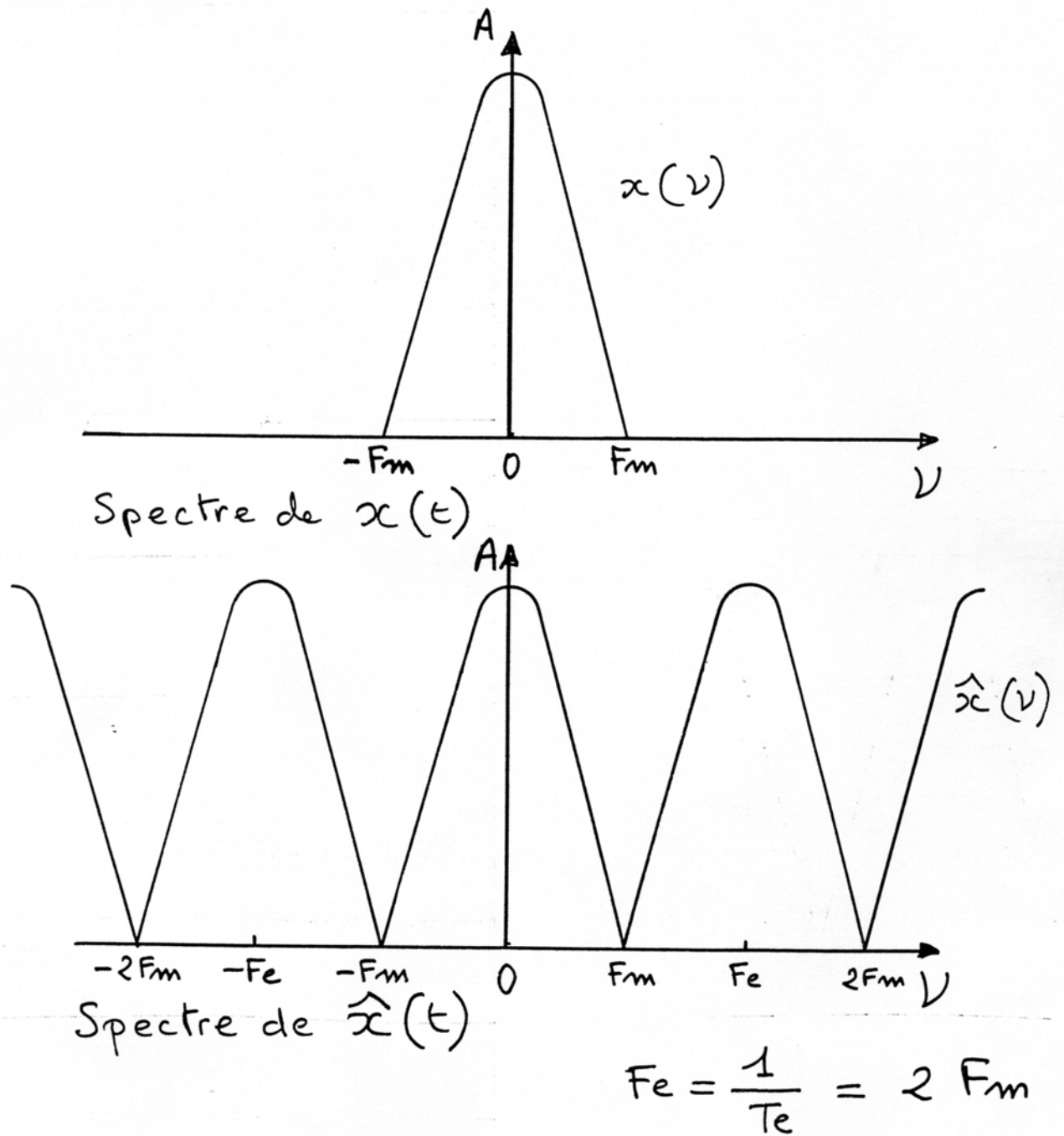


Figure 2

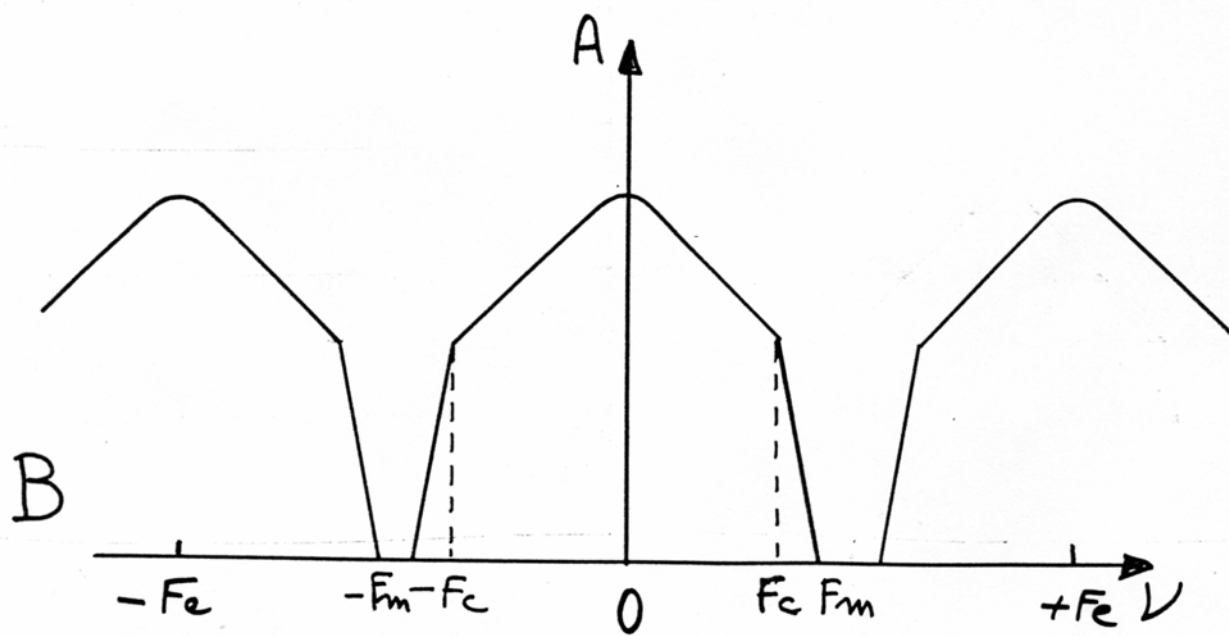
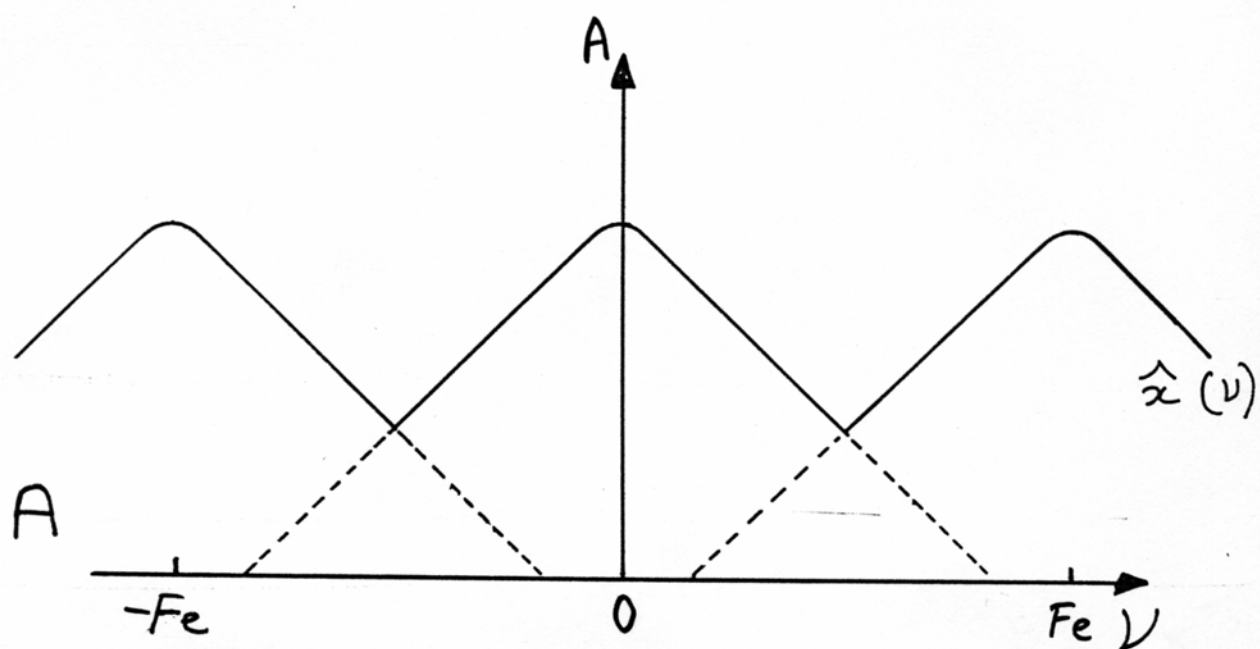


Figure 3

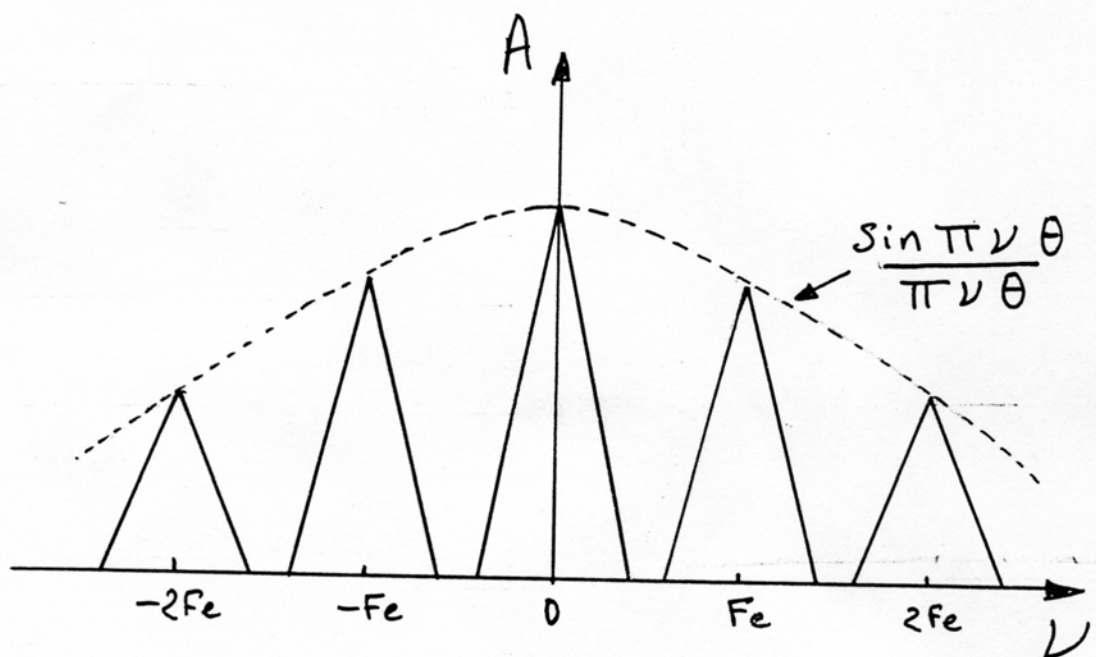


Figure 4

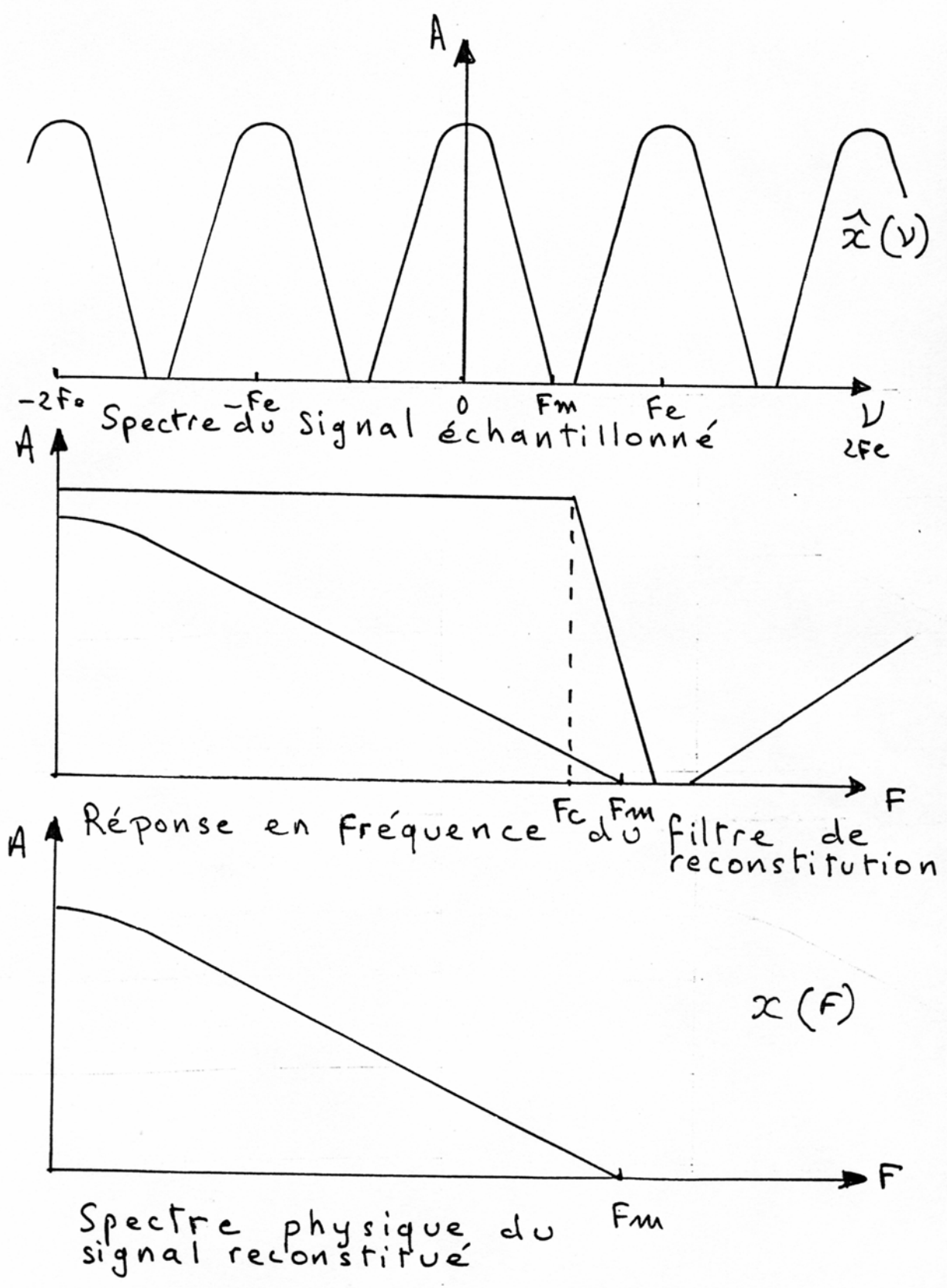


Figure 5

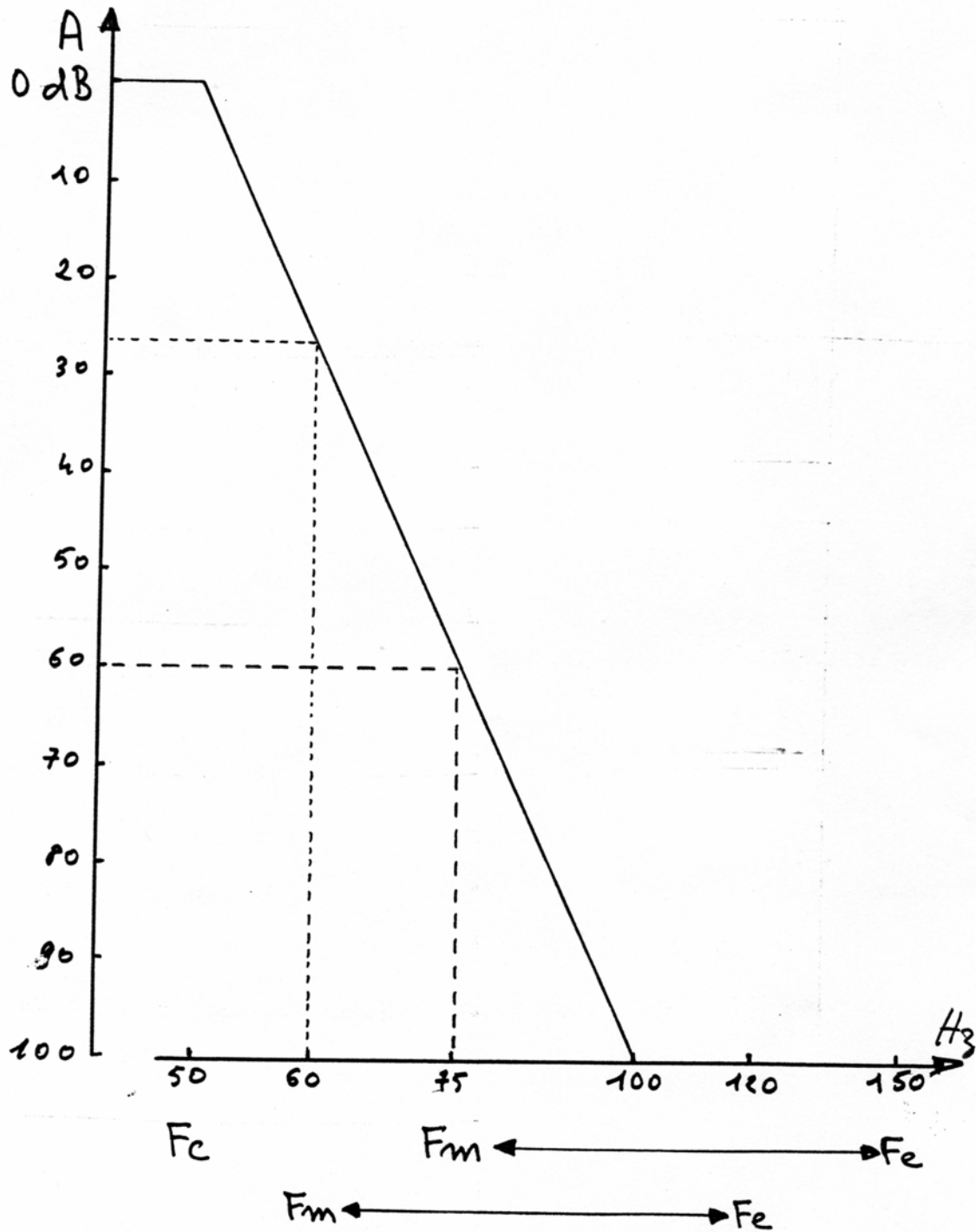
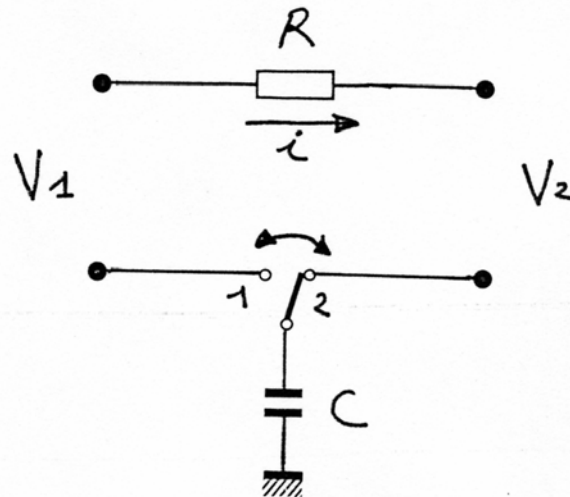


Figure 6



$$i = \frac{Q(t_1) - Q(t_2)}{t_c}$$

$$= C (V_1 - V_2) F_e$$

$$R = \frac{V_1 - V_2}{i} = \frac{1}{C F_e}$$

Figure 7

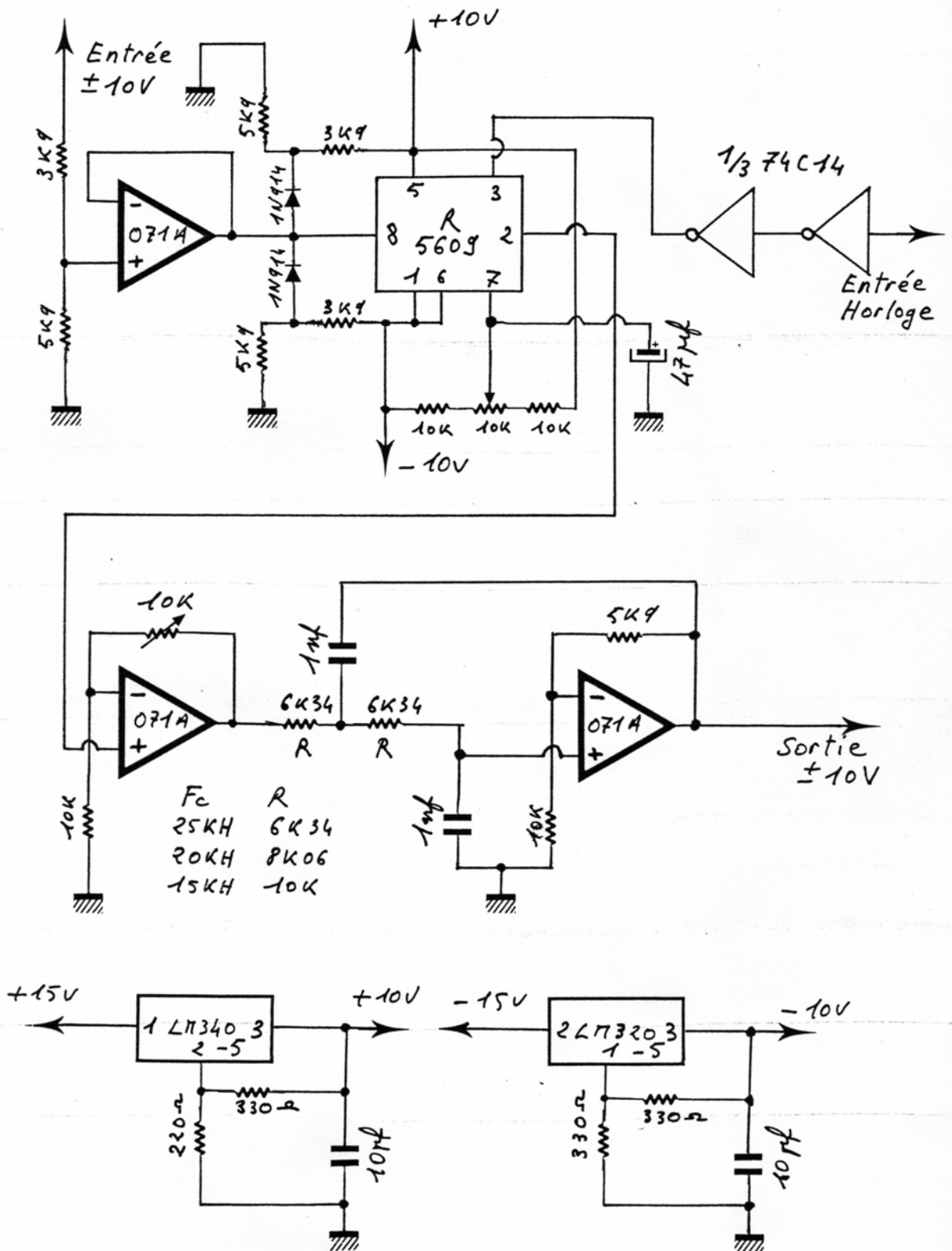


Figure 8

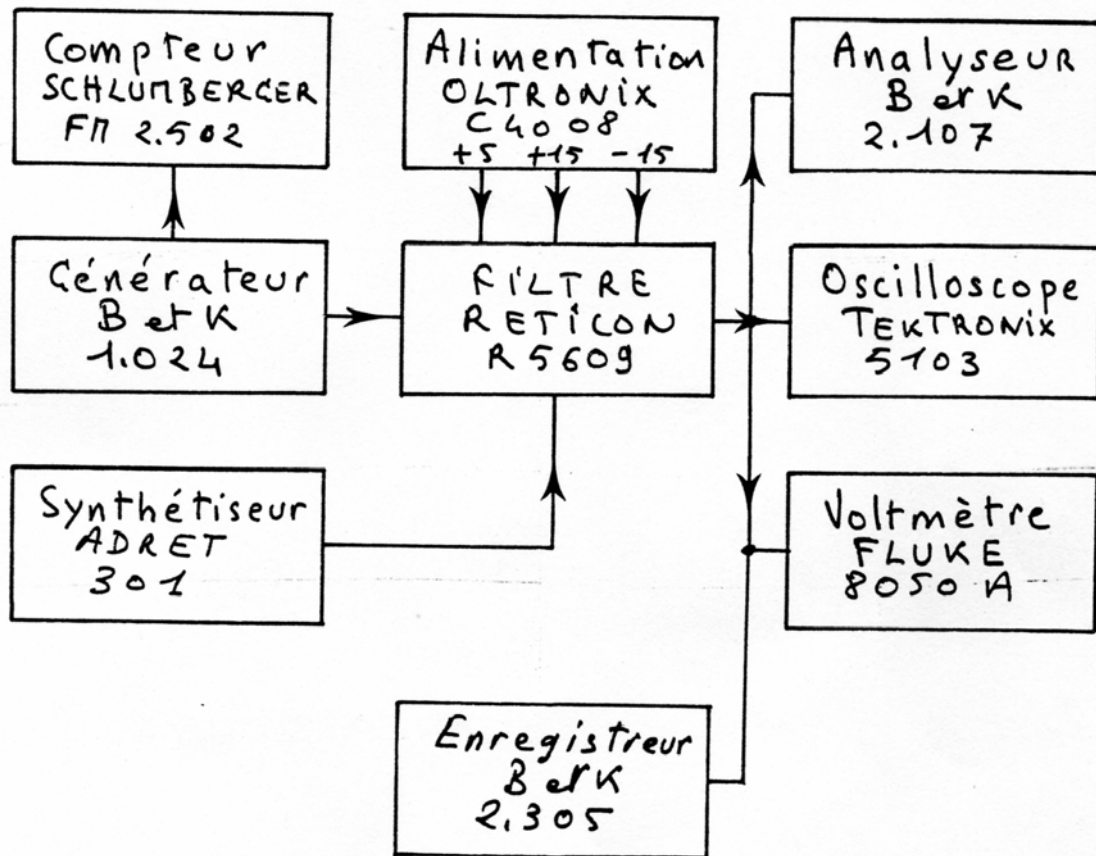


Figure 9

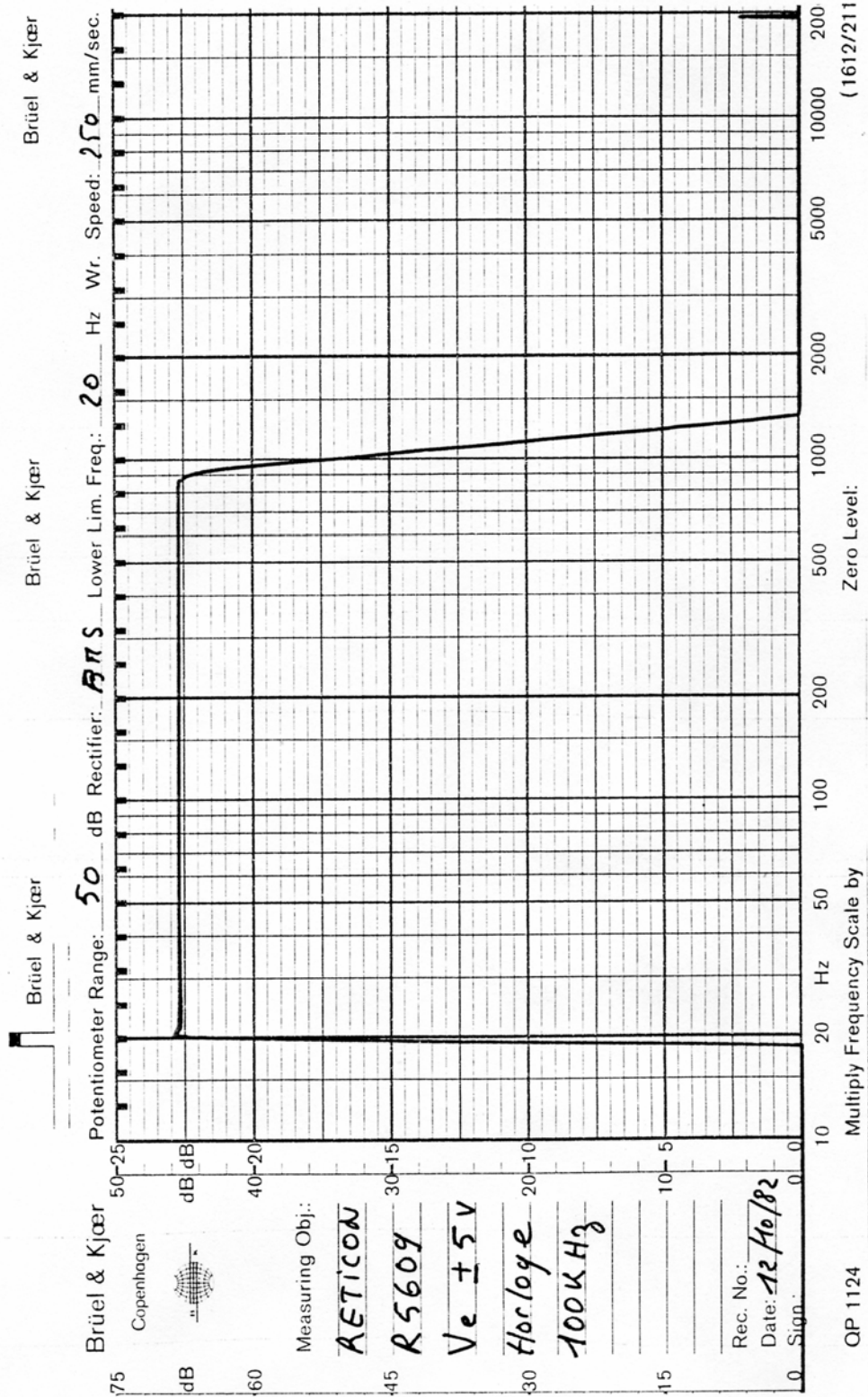


Figure 10

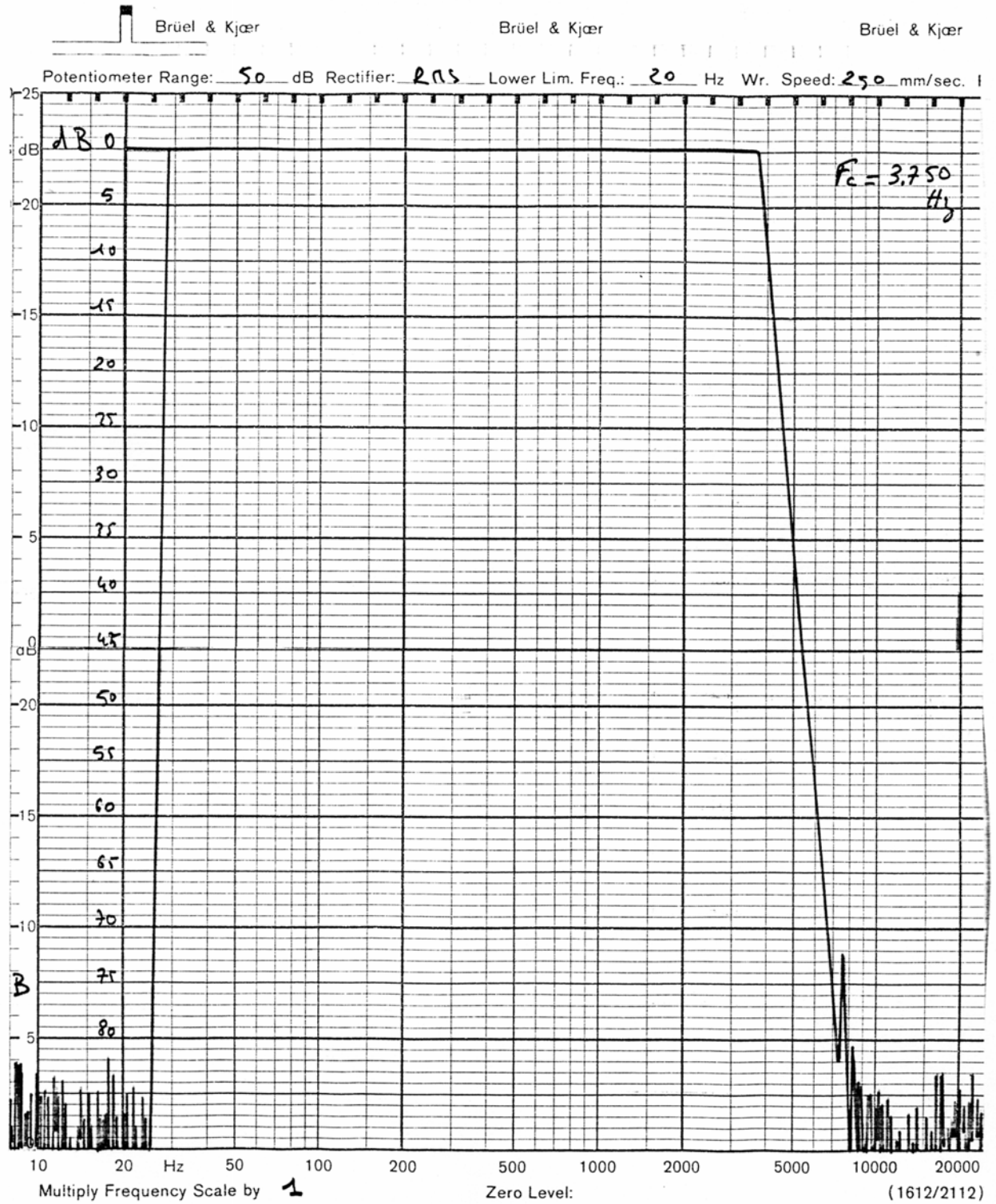


Figure 11

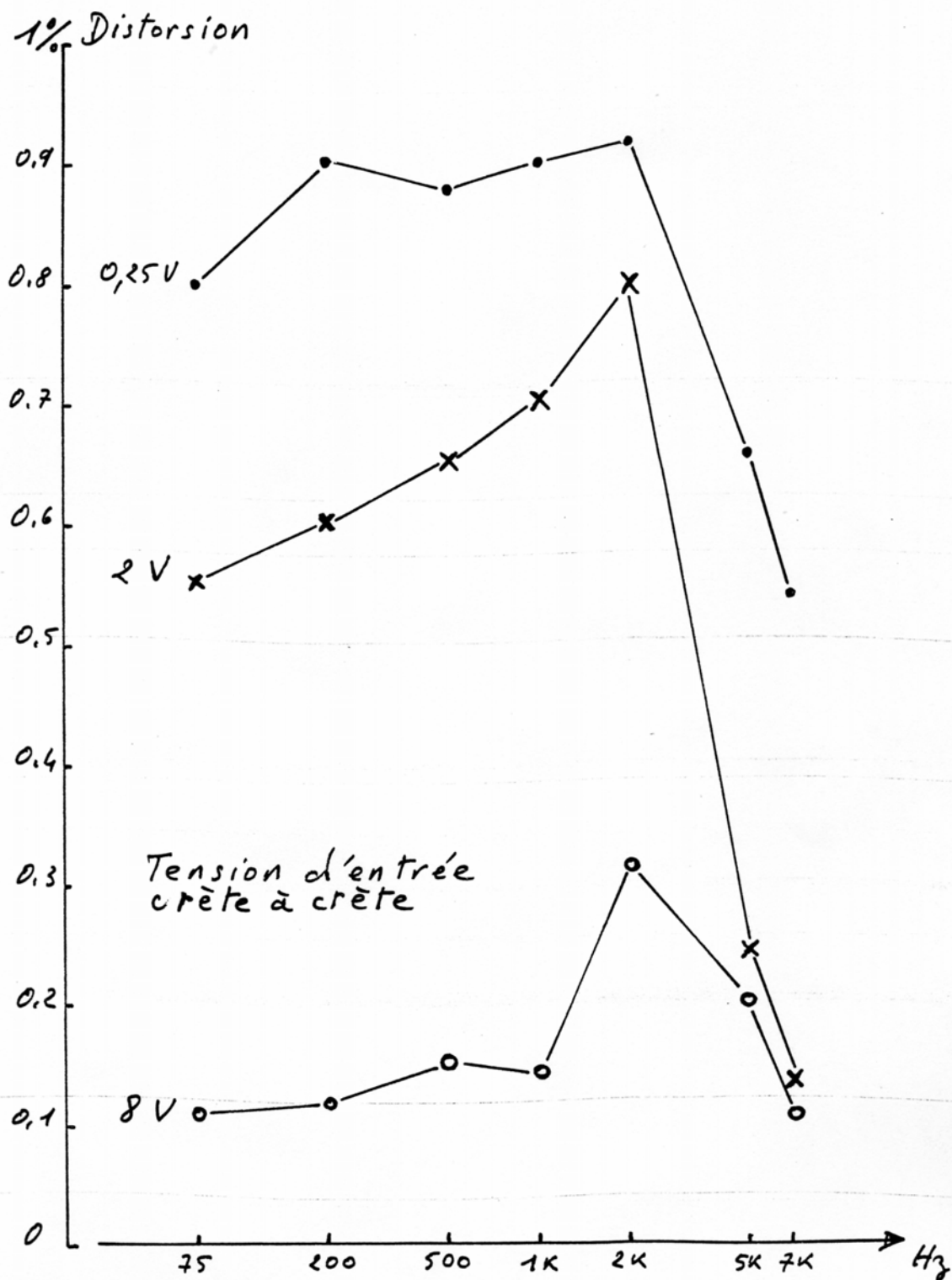


Figure 12

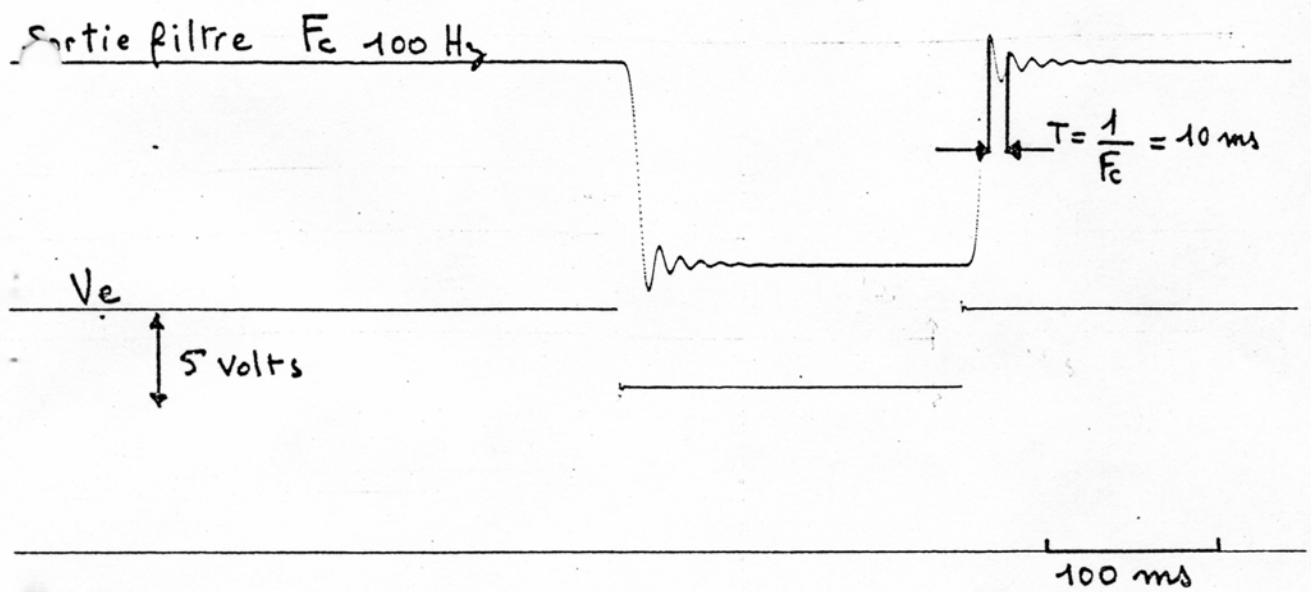


Figure 13

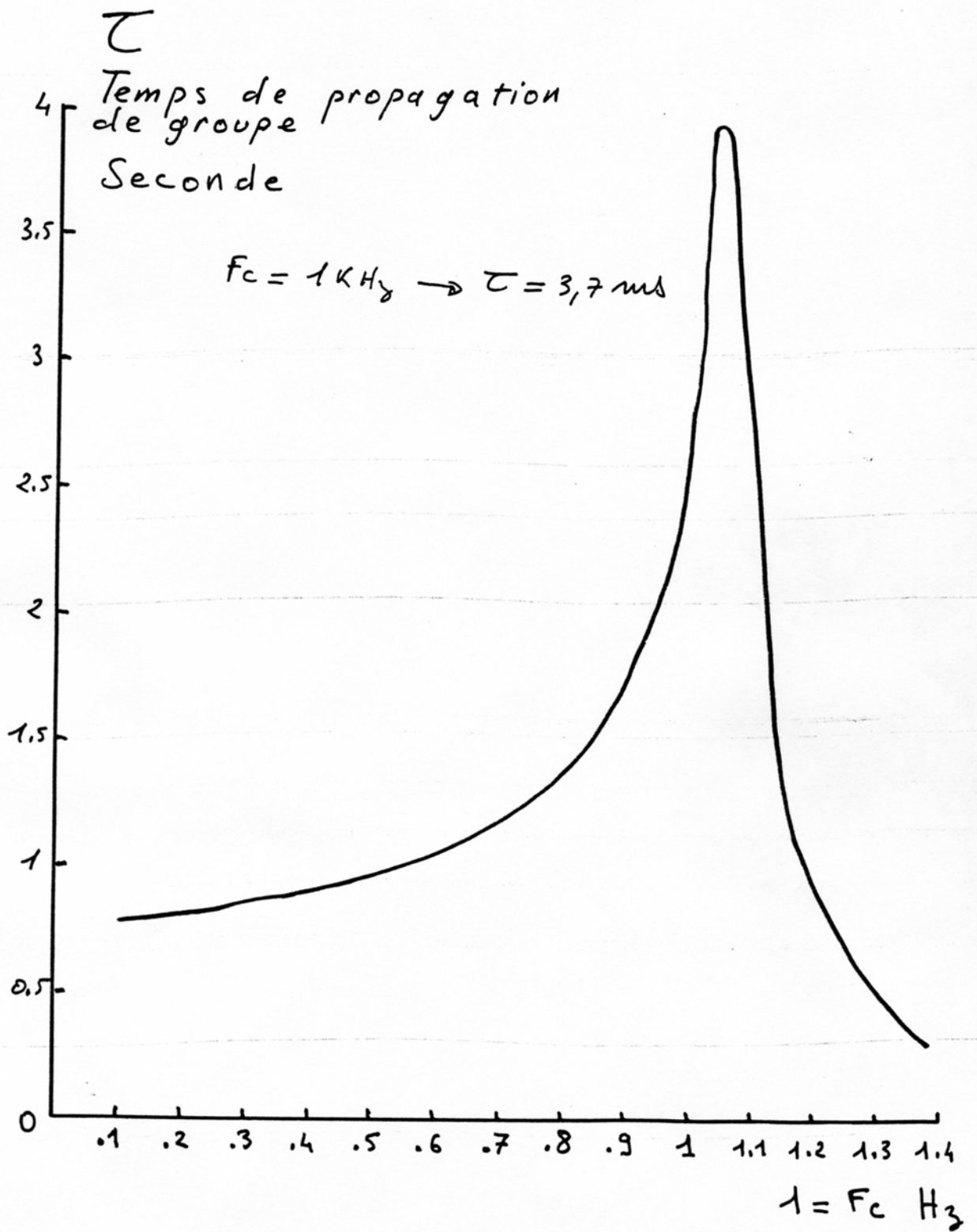


Figure 14

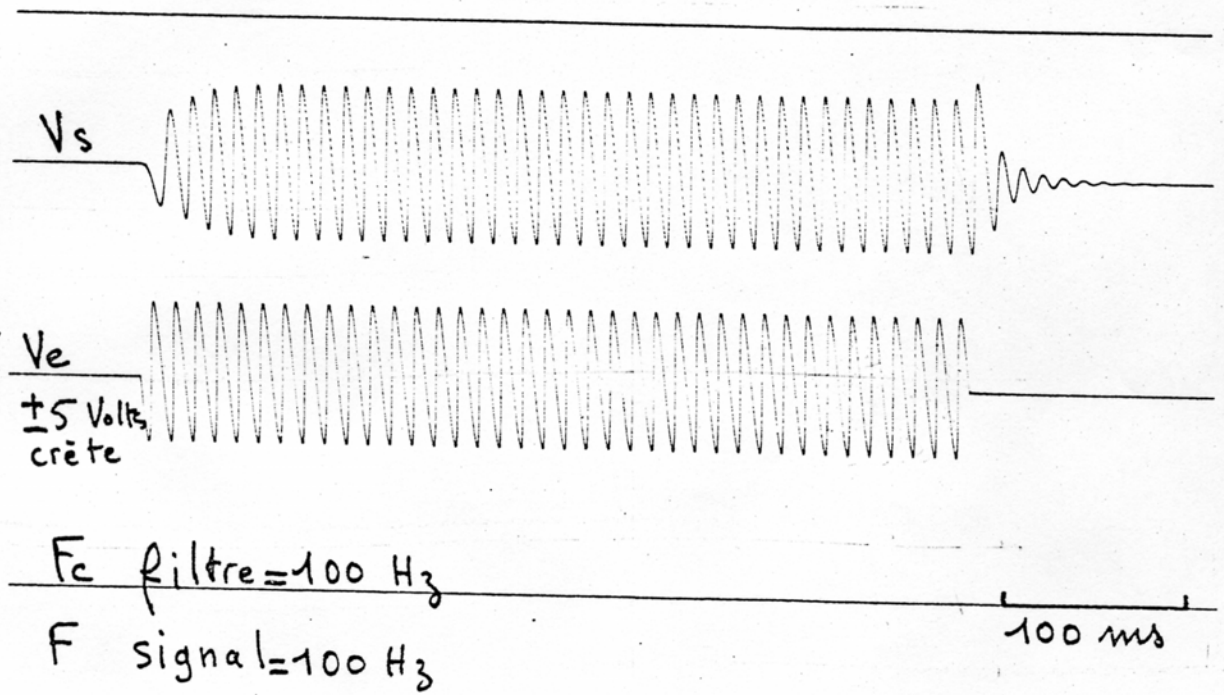


Figure 15

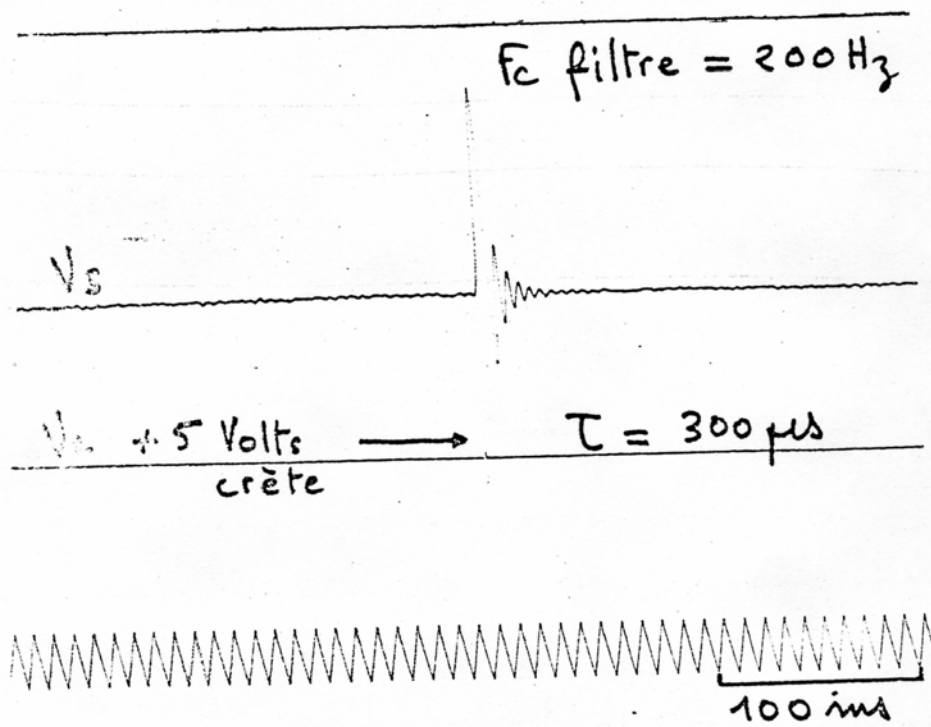


Figure 16

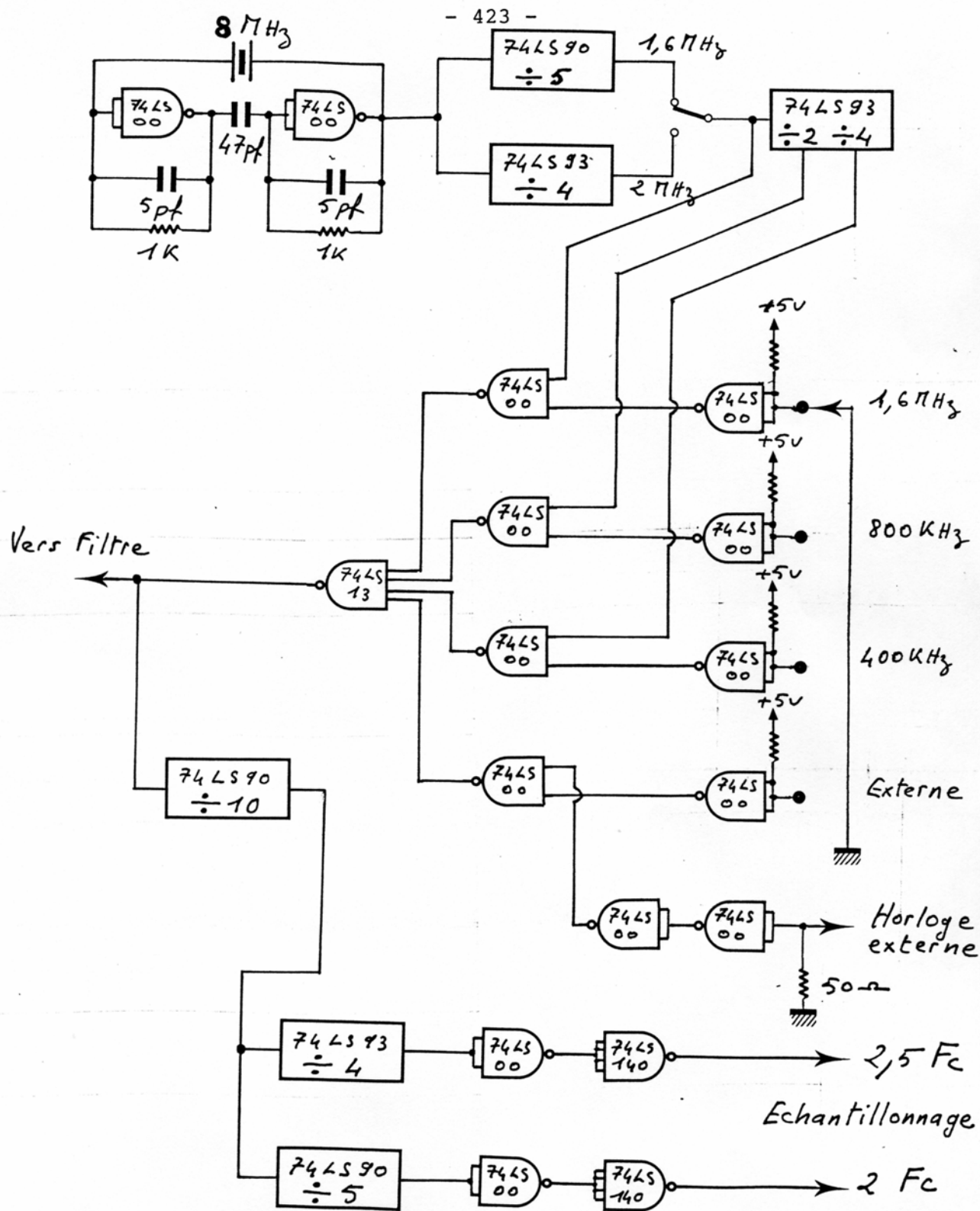


Figure 17

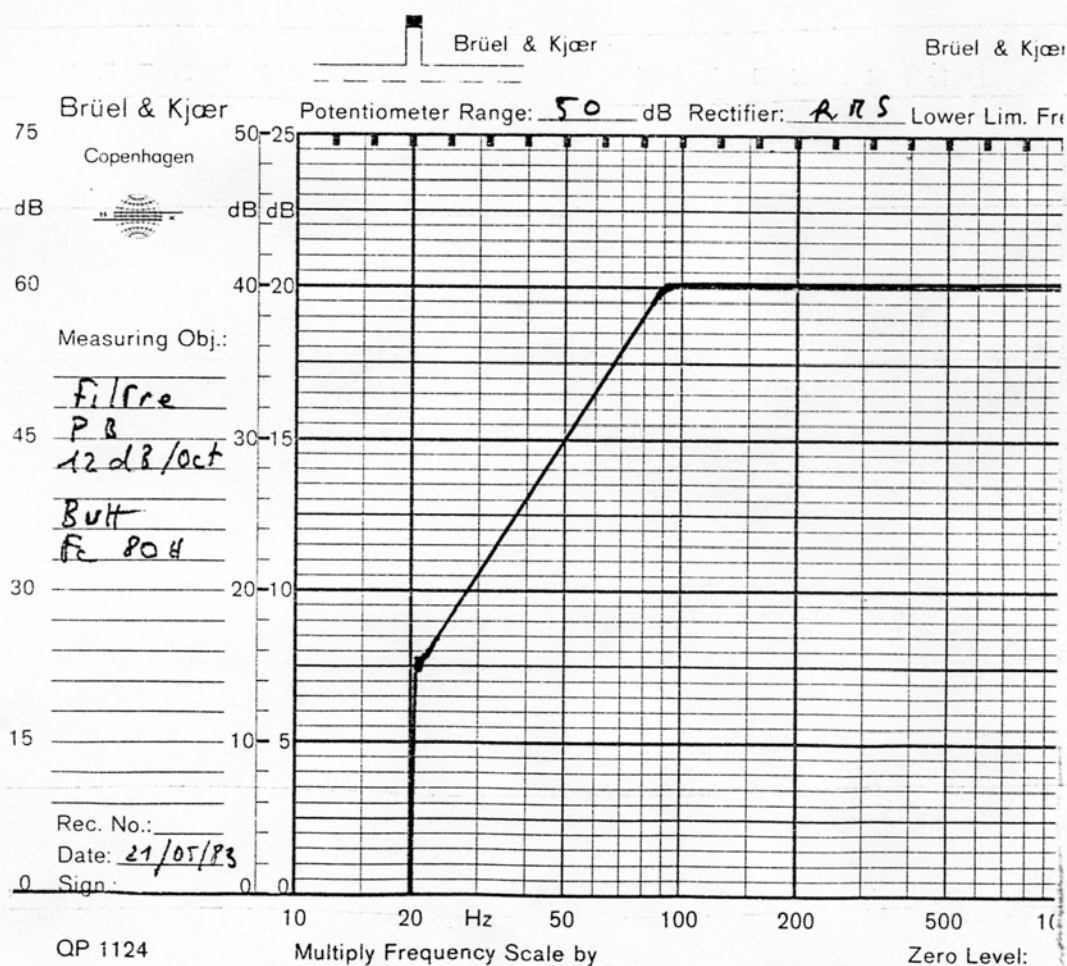
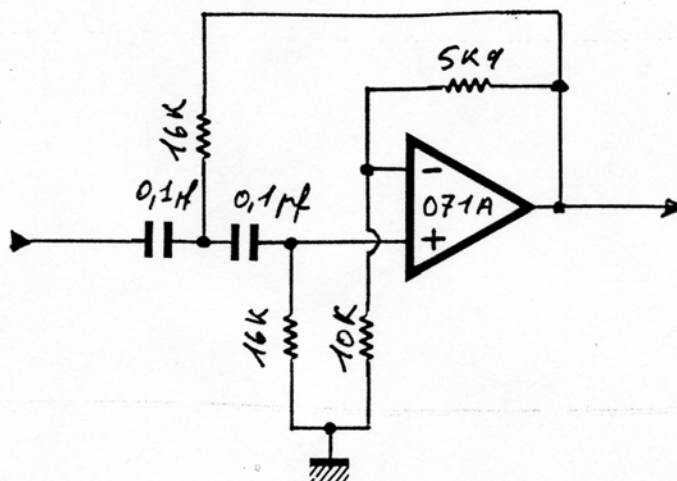


Figure 18

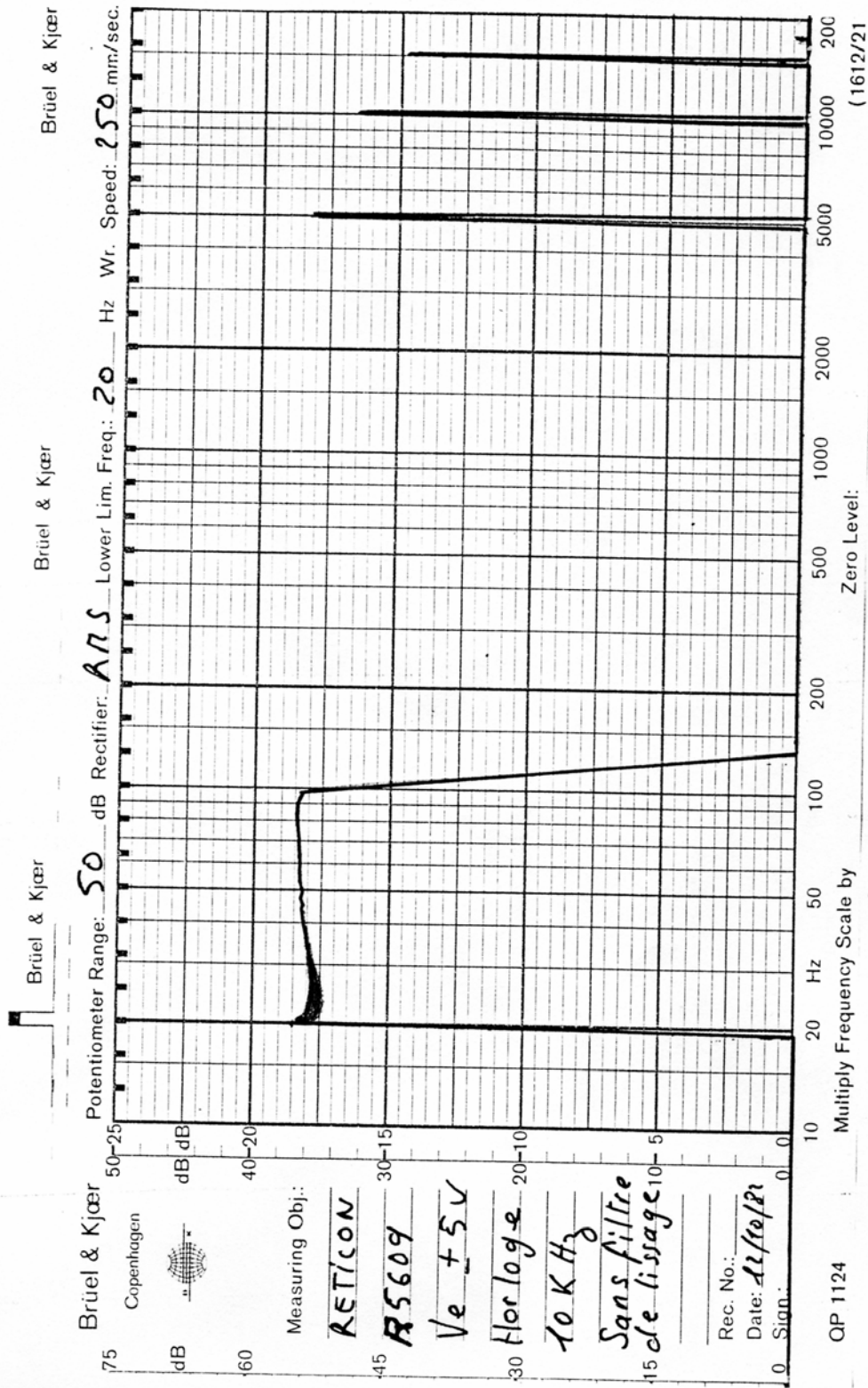


Figure 19